

УДК 53.083.71 + 53.088.23 + 53.088.6

СРАВНЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ СПЕКТРОМЕТРОВ РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ДЕТЕКТОРАМИ

О.В.Игнатьев

ГОУ ВПО «Уральский государственный технический университет – УПИ»
620002, Екатеринбург, Мира, 19
ovi@dpt.ustu.ru

Поступила в редакцию 16 октября 2006 г.

Проведен сравнительный анализ «классических» спектрометров рентгеновского излучения и спектрометров с непрерывной цифровой обработкой сигналов. Показано, что в ряде случаев спектрометры с аналоговой обработкой сигналов детектора обладают значительно большим быстродействием. Описан разработанный автором новый способ повышения быстродействия аналоговых процессоров спектрометрических импульсов.

Ключевые слова: отношение сигнал/шум, формирователь импульсов, следящий компенсатор, CUSP-форма

Игнатьев Олег Валентинович – кандидат технических наук, научный руководитель НИЛ электроники рентгеновских приборов (ЭРП) при кафедре экспериментальной физики ГОУ ВПО «УГТУ-УПИ», лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники.

Область научных интересов: исследования и разработки в области электроники для прецизионных спектрометров с полупроводниковыми и сцинтилляционными детекторами X-, γ - и n^0 -излучений.

Автор более 70 опубликованных работ, в том числе одной монографии и более 10 изобретений, нашедших практическое применение.

Введение

В последние годы все большее распространение в спектрометрах ионизирующих излучений получают цифровые процессоры спектрометрических импульсов (digital processor of spectrometry pulses - DPSP), выполняющие функции формирователя импульсов (pulse shaper - PSh), стабилизатора базовой линии спектрометра (base-line stabilizer - BLS), инспектора наложений (pile-up inspector - PUI) и аналого-цифрового преобразователя (analogue-to-digital convertor - ADC). Причинами такой популярности называют следующие [1]:

- возможность мелкодискретного изменения временного масштаба формирования спектрометрических импульсов;
- возможность изменения в широких пределах формы весовой функции спектрометра $W(t)$, определяющей степень подавления шумов, обусловленных полупроводниковым детектором и головным каскадом зарядочувствительного преобразователя;
- исключительно высокая стабильность характеристик и возможность точного воспроизведе-

ния условий измерения через сколь угодно большой промежуток времени.

Возникает вопрос: “А не случится ли так, что через некоторое время цифровая техника в спектрометрах ионизирующих излучений полностью вытеснит аналоговую и качество спектрометров будут определяться лишь квалификацией программистов?” Имеет смысл проанализировать данную ситуацию.

Сравнительный анализ аналоговых и цифровых спектрометров

Известно, что в рентгеновских полупроводниковых спектрометрах основными факторами, ограничивающими их разрешающую способность являются статистика образования заряда в материале детектора при поглощении g -кванта и электронные шумы, обусловленные детектором и головным каскадом предусилителя.

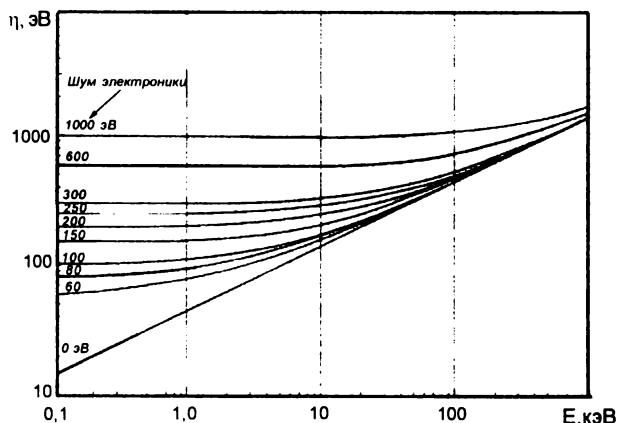


Рис.1. Вклады в энергетическое разрешение η статистических флуктуаций числа образованных заряженных пар в Si-детекторе и шума электроники в функции от энергии излучения E [2]

Рис. 1 иллюстрирует влияние обеих компонент на энергетическое разрешение спектрометра [2]. Если статистический вклад целиком и полностью определяется материалом полупроводникового детектора, то шумовой зависит от типа формирователя спектрометрических импульсов и выбранного временного масштаба формирования. Согласно выводам теории оптимальной фильтрации шумов применительно к спектрометрам с полупроводниковыми детекторами оптимальным является формирователь, обеспечивающий функцию памяти $W(t)$ спектрометра в виде так называемой “CUSP”-формы (симметричный равнобедренный треугольник бесконечной длительности с “вогнутыми” сторонами) [3]. В реальных случаях $W(t)$ чаще всего имеет квазигауссовую, треугольную или ограниченную “CUSP”-форму. Для спектрометров с постоянными пара-

метрами (время-инвариантное формирование) форма весовой функции W полностью совпадает с формой импульсов, поступающих с выхода спектрометрического усилителя (Spectroscopy Amplifier - SA) на вход ADC, если аргумент “ t ” заменить на “ $\theta = T_{\text{рпак}} - t$ ”, где $T_{\text{рпак}}$ – точка максимума спектрометрического импульса. Степень отличия спектрометра с реальным формирователем спектрометрических импульсов от того же спектрометра с CUSP-формирователем характеризуют величиной CUSP-фактора (CF) [3]. Значение CF показывает во сколько раз уровень шума по выходу спектрометра с реальным PSh выше, чем в случае применения в том же спектрометре CUSP-формирователя. Условие постоянства коэффициента преобразования в обоих случаях обязательно. Для современных коммерческих X-спектрометров диапазон значений CF составляет $1,03 \div 1,16$, т.е. реальные PSh фильтруют шум на $(3 \div 16)\%$ хуже, чем это теоретически возможно. Аналогичным образом можно определить и значение $CF_{1/f}$ для оценки свойств формирователя в отношении шума со спектральной плотностью типа “ $1/f$ ” [3]. Основанием к этому служит тот факт, что CUSP-фильтр является почти оптимальным и в этом случае. В реальных спектрометрах $CF_{1/f} \approx 1,01 \div 1,61$ [3].

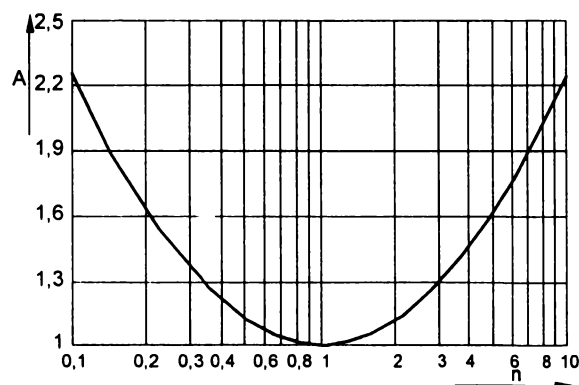


Рис.2. Влияние рассогласования временного масштаба формирования в “ n ” раз на значение CUSP-фактора спектрометра: $CF_{\text{нм}} = CF \cdot A$; $A = [(n + 1/n)/2]^{1/2}$

Упомянутые значения CF достигаются при условии правильного выбора временного масштаба формирования, задаваемого соотношением так называемых “последовательного” (шум тока стока головного каскада) и “параллельного” (шум токов утечки детектора и тока затвора полевого транзистора, тепловой шум резисторов на входе предусилителя) шумов, приведенных к входу зарядочувствительного предусилителя. Как правило, в X-спектрометрах параллельным шумом можно пренебречь, здесь действует последовательный шум, и это приводит к большим значениям опти-

мального времени формирования (время достижения максимума спектрометрических импульсов лежит в пределах $T_{\text{пик}} = 10 \div 50 \mu\text{s}$). Рис. 2 показывает, во сколько раз может ухудшиться отношение сигнала к шуму (CF_{min}) спектрометра относительно CF , если время достижения максимума будет выбрано неоптимальным ($CF_{\text{min}} = CF \cdot A$).

Если считать, что оптимально настроенный X-спектрометр характеризуется уровнем собственного шума 60 эВ (обычно он выше), а регистрируется характеристическое излучение Mg (энергия излучения $E_x = 1,25 \text{ кэВ}$), то суммарное энергетическое разрешение составит 80 эВ. Пусть теперь временной масштаб формирования изменен в два раза ($n = 2$). Множитель $A \leq 1,12$ (см. рис. 2), уровень электронного шума станет не 60, а 67 эВ. Энергетическое разрешение спектрометра по указанной линии с энергией 1,25 кэВ ухудшится с 80 до 83 эВ. При больших регистрируемых энергиях изменения уровня шума скажутся в еще меньшей степени. На практике неточность задания временного масштаба в $\pm 50\%$ вполне удовлетворительна ($A = 1,04$). Таким образом, никакой необходимости в мелкодисретном изменении масштаба формирования нет и эта особенность цифровых спектрометров, скорее всего, необходима для маркетинговых целей.

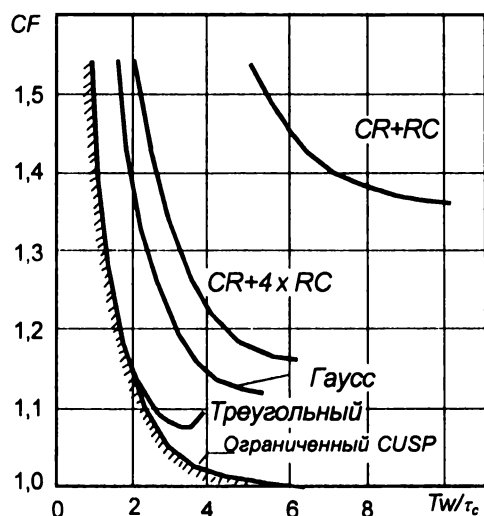


Рис.3. Зависимости значений CF спектрометров от временного масштаба и типа формирования. T_w — длительность по основанию $W(t)$; τ_c — константа CR — дифференцирующего фильтра, превращающего шум на выходе блока детектирования в "белый"

Теперь об изменениях формы $W(t)$. На рис. 3 приведены зависимости CF от временного масштаба и типа формирования [3]. Совершенно очевидно, и мировой опыт это подтверждает, что практическое применение в X-спектрометрах чаще всего имеют процессоры спектрометрических импульсов с треугольным ($CF = 1,075$) и "огра-

ниченным" CUSP-формированием ($CF \approx 1,035$), причем это не зависит от того, какая техника используется — аналоговая или цифровая. Проблема создания более сложных форм $W(t)$ возникает лишь в гамма-спектрометрах с большеобъемными HрGe-детекторами, где присутствует дополнительный фактор деградации энергетического разрешения — баллистический дефицит и где из-за большого времени собирания заряда в детекторе оптимальной формой является не "островерхий" CUSP, а CUSP с округлой вершиной ("округлый" CUSP). Теоретически для каждого объема HрGe-детектора может потребоваться индивидуальный подбор формы функции памяти $W(t)$, на практике же достаточно у $W(t)$ иметь плоскую вершину с длительностью, равной максимальному времени собирания заряда в детекторе. Так поступали десятки лет назад, примерно то же самое делают и с появлением спектрометров с цифровой фильтрацией шумов.

И, наконец, о третьем достоинстве цифровых спектрометров — стабильности и воспроизводимости режимов измерений. Это положение апологетов цифровой техники в спектрометрии вообще не имеет под собой сколько-нибудь серьезных оснований. Начнем с того, что в этих спектрометрах невозможно избавиться от аналоговых узлов, чья стабильность подвергается сомнению. В первую очередь, это зарядочувствительный предусилитель. Между предусилителем и быстрым ADC, "оцифровывающим" процесс, неизбежно размещается линейный усилитель, да и сам ADC "цифрового" спектрометра ничем не лучше того, который применяется в аналоговых системах. Что касается воспроизводимости условий измерения, то уже с середины 80-х годов, когда возникла задача создания спектрометрической аппаратуры в стандарте CAMAC, автором этой работы и его коллегами во всех разработках применяется программное управление коэффициентами преобразования. В настоящее время доступны интегральные микросхемы усилителей с программируемым усилением (см. например, сайты компаний Analog Devices и Texas Instruments).

Таким образом, декларируемые преимущества цифровых спектрометров на практике отнюдь не дают им особого преимущества перед традиционными аналоговыми. Развиваются оба направления.

Помимо разрешающей способности любого рентгеновского спектрометра, важной его характеристикой является быстродействие. Это достаточно емкое понятие и для наших целей необходимо детальнее рассмотреть факторы его опре-

деляющие. Этим целям служит информация, содержащаяся на рис. 4 и относящаяся в основном к спектрометрам с аналоговой обработкой импульсов. Как видно из рисунка, можно выделить два основных показателя быстродействия – “по входу” и “по выходу”. Ограниченное быстродействие по входу спектрометра проявляется в искажениях формы спектров (сдвиг и уширение аппаратных пиков). Ограниченное быстродействие по выходу отражается во все большем с ростом статистической загрузки по входу R_i отставании скорости счета по выходу R_o , т.е. в просчетах, а также в появлении новых пиков с кратными изначальным энергиями (появление сплошного распределения из-за наложений импульсов для современных спектрометров не характерно).

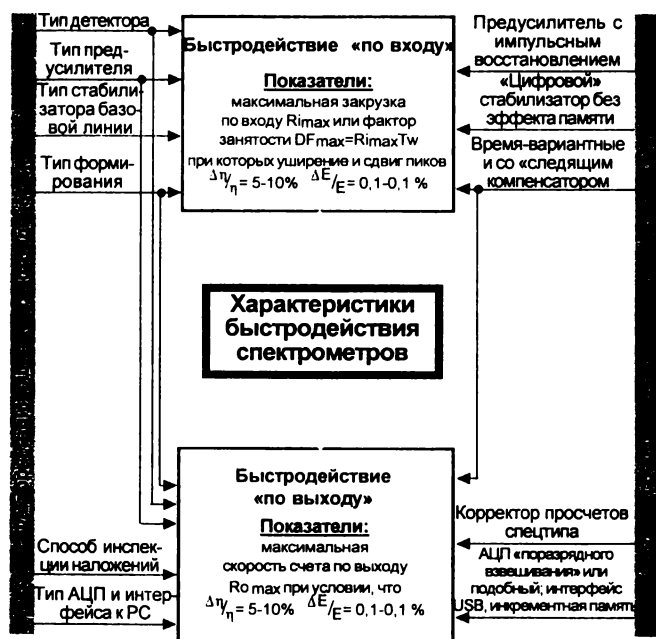


Рис.4. К вопросу о быстродействии спектрометров и процессоров спектрометрических импульсов

Как в аналоговых, так и в цифровых системах тип детектора (Si(Li), Si-PIN, HpGe или Si дрейфовый) и свойства головного каскада предусилителя задают временной масштаб, на котором происходит оценка амплитуд спектрометрических импульсов. Тип предусилителя (с “непрерывным” либо “импульсным” механизмом восстановления исходного состояния) определяет наличие или отсутствие зависимости уровня шума и постоянной спада τ_i экспоненциального сигнала на выходе собственно зарядочувствительной секции от величины энерговыделения в детекторе $Q = E_x \cdot R_i$, где R_i – по-прежнему средняя скорость счета по входу спектрометра, а E_x – средняя энергия квантов, поглощенных в веществе детектора. Если τ_i есть некая функция от Q , то это вызывает сдвиги

и уширения аппаратных пиков и падение эффективности инспекции наложений. В отношении этих погрешностей оба типа спектрометров идентичны. При правильно спроектированном предусилителе (с импульсным оптоэлектронным, стоковым или транзисторным механизмами перезаряда емкости C_i и достаточно большим диапазоном напряжений на выходе) главным источником сдвигов и уширений аппаратных пиков становится сложность определения при высоких факторах занятости $DF = R_i \cdot T_w$ (T_w – длительность по основанию спектрометрических импульсов) истинного положения базовой линии спектрометра. В аналоговых спектрометрах эту ошибку выдает стабилизатор базовой линии (base-line stabilizer – BLS), в цифровых – алгоритм вычисления и коррекции сдвига нуля. Проблема состоит в том, что с ростом статистической загрузки интервалы времени между отдельными спектрометрическими импульсами, когда можно оценить значение базового уровня, становятся в соответствии со статистикой распределения интервалов все короче и это ведет к росту дисперсии оценки. В этом плане некоторые время-вариантные спектрометрические формирователи дают существенные преимущества. Речь идет о тех из них, чья импульсная характеристика $H(t)$ существенно короче, чем весовая функция $W(T_{\text{peak}} - t)^*$. При одной и той же статистической загрузке R_i фактор занятости может отличаться до двух раз. Свободные интервалы между спектрометрическими импульсами, следовательно, при прочих равных условиях оказываются вдвое длиннее, а значит условия для оценки и стабилизации базовой линии более щадящие. Сказанное иллюстрирует рис. 5, где показаны характеристики двух спектрометров с известными спектрометрическими формирователями. Первый из них – время-инвариантный, в котором треугольный импульс на выходе формируется путем суммирования нескольких квазигауссианов с разной кратностью интегрирования [4]. Другой – время-вариантный и имеет структуру $[(DL)_{\text{diff}} + GI]$, т.е. дифференциатор на линиях задержки (дающий на своем выходе строго униполярные квазипрямоугольные импульсы) и стробируемый “идеальный” интегратор [5]. В обоих случаях $CF = 1.075$, $CF_{1/f} = 1.18$.

Как видно из данных рис. 5, принципиальное отличие спектрометров с двумя формирователями состоит в том, что во втором случае будет надежнее стабилизироваться базовая линия благодаря большей протяженности свободных интервалов для ее оценки. Принципиально возмож-

* Напомним, что для время-инвариантных систем $H(t)$ и $W(T_{\text{peak}} - t)$ полностью совпадают.

на организация такого же алгоритма при цифровой обработке процесса на выходе линейного усилителя, но это потребует значительных вычислительных ресурсов, поэтому предпочитают применять алгоритм эквивалентный случаю время-инвариантного формирования.

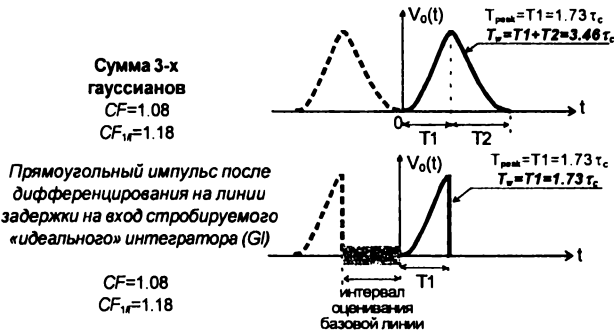


Рис.5. Сравнение время-инвариантного и время-вариантного формирователей с идентичными треугольными весовыми функциями $W(t)$. $V_0(t)$ – форма импульсов на выходе спектрометрического усилителя

Теперь сравним два типа спектрометров в отношении “быстродействия по выходу”.

Повышение быстродействия спектрометров рентгеновского излучения может идти двумя путями. Первый из них (по числу посвященных ему в последнее время работ) состоит в восстановлении потерянной из-за наложений спектрометрической информации, другой – в уменьшении эффективного мертвого времени (вероятности наложений) и, соответственно, в сокращении этих потерь.

Огромные возможности таятся в цифровой технике в плане создания новых принципов коррекции просчетов. Дело в том, что все известные методы коррекции просчетов в режиме досчета потерянных из-за наложений событий увеличивают дисперсию числа отсчетов [6, 7] (возникает вопрос “а какой тогда смысл в их использовании?”). Очевидно, что при соответствующем математическом аппарате можно с весьма высокой точностью определять число импульсов, составивших групповой импульс и по адресу предыдущего либо последующего неналоженного события записывать конкретное число (равное числу наложенных событий, составивших групповой сигнал), а не средневзвешенное значение. Это существенно снизит дисперсию числа отсчетов в восстановленном спектре. Вероятно, принципиально возможно грубо определять амплитуды составляющих группового сигнала (скорее всего в режиме “off-line”) и досчет делать не по адресу свободного от наложений сигнала, как было сказано выше, а по адресам тех пиков в спектре, которые ближе всего к вычисленным. Эта процедура в предельном случае приведет к уменьшению

дисперсии числа отсчетов в восстановленном спектре.

Впрочем, подобная процедура достаточно просто организуется и в аналоговой системе. Достаточно иметь быстрый ADC и при обнаружении группового события начать его “оцифровывать” этим ADC так же, как в предыдущем случае.

Рассмотрим второй путь повышения быстродействия, тем более, что в последнее время здесь наметился существенный прогресс.

Источниками “мертвого” времени в спектрометрах с полупроводниковыми детекторами (см. рис. 4) являются: зарядочувствительный предусилитель (charge preamplifier - CPA) с импульсной схемой восстановления (оптоэлектронной, “стоковой” или транзисторной); процессор спектрометрических импульсов (processor of spectrometry impulses - PSI) с PSh и PUI; ADC и интерфейс связи с накопителем информации (буферная память либо компьютер). Хорошо известно [8], что “мертвое” время может быть “непродлевающегося”, “продлевающегося” и комбинированного типов. CPA, ADC и интерфейс являются источниками “непродлевающегося” мертвого времени, а PSI с режектором наложений привносит мертвое время “продлевающегося” типа. Спектрометр в целом представляет собой систему с комбинированным мертвым временем. Его поведение в смысле зависимости скорости накопления цифровой информации на выходе R_0 от интенсивности регистрируемого детектором излучения R зависит от соотношения величин “мертвых” времен.

В общем случае $R_0 = f(R)$ дается соотношением [8] (без учета влияния CPA):

$$R_0 = R_1 / [\exp(R_1 \cdot T_D)] + [R_1 \cdot (T_M - T_w + T_{\text{пик}}) \cdot U(T_M - T_w + T_{\text{пик}})], \quad (1)$$

где T_D – микроскопическое мертвое время (мертвое время, связанное с обработкой одиночного события, а не накопленное за время экспозиции); T_M – время кодирования и записи кода в память накопителя; $T_{\text{пик}}$ – “пиковое” время спектрометрических импульсов, т.е. время от начала до максимума; $U(T_M - T_w + T_{\text{пик}})$ – функция Хэвисайда, равная “1” при $T_M \geq (T_w - T_{\text{пик}})$ и равная “0” при $T_M < (T_w - T_{\text{пик}})$.

Для современных ППД-спектрометров с быстрыми АЦП, применяемых в рентгенофлуоресцентных анализаторах, характерно выполнение условия $T_M < (T_w - T_{\text{пик}})$, т.е. основным фактором ограничения скорости счета являются наложения спектрометрических импульсов. Это приводит к тому, что

$$R_o = R_i / [\exp(R_i \cdot T_D)]. \quad (2)$$

Точка максимума в «передаточной» функции (2) достигается при условии

$$R_{i \max} = 1 / T_D. \quad (3)$$

Максимум скорости накопления цифровых кодов при этом составляет:

$$R_{o \max} = 1 / e \cdot T_D. \quad (4)$$

Способ инспекции наложенных событий и схемная реализация могут до 1,5 раз [4] изменять при одном и том же спектрометрическом формирователе T_D спектрометра и, соответственно, быстродействие «по выходу». В классическом варианте спектрометра с аналоговой обработкой сигналов блока детектирования $T_D = (T_w + T_{\text{peak}})$. В том случае, когда инспектор наложений построен таким образом, что он допускает частичное перекрытие во времени соседних спектрометрических импульсов без искажения их амплитуд (рис. 6), получаем $T_D = T_w$. При симметричной форме сигналов это уменьшает T_D на 1/3, а $R_{o \max}$ увеличивается в 1,5 раза.

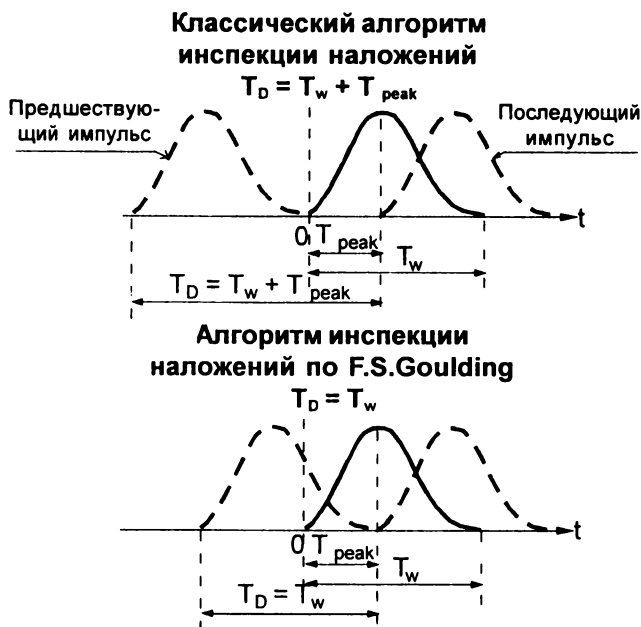


Рис.6. Две логики работы инспектора наложений. Для симметричных импульсов отличие в быстродействии спектрометра «по выходу» может достигать 50%

Очевидно, что цифровая обработка сигналов также позволяет реализовать условие $T_D = T_w$.

Кардинального изменения ситуации можно ожидать с внедрением в практику разработки спектрометров с аналоговой обработкой инфор-

мации созданного автором способа увеличения быстродействия*. Суть способа состоит в том, что при определенных условиях становится возможным изменять форму спектрометрических импульсов, т.е. импульсную характеристику спектрометра, без одновременного изменения весовой функции его $W(t)$, т.е. функции памяти на предысторию данного события. Изменение формы каждого спектрометрического импульса (чаще всего укорачивание неинформативной части) осуществляется инжекцией, начиная с выбранного относительно начала импульса момента времени, заряда в конденсатор, составляющий часть спектрометрического формирователя импульсов, либо во вспомогательный, включенный с упомянутым по дифференциальной схеме; при этом для исключения возникновения нестационарного и цифрового шумов, инжекция компенсирующего заряда осуществляется по методу последовательных приближений, т.е. уменьшающимися по ходу процесса порциями, таким образом, что до начала инжекции, в ходе и по ее окончании передаточная функция спектрометрического формирователя для шумовых импульсов остается неизменной.

Используя этот способ можно избавиться от нестационарного, т.е. зависящего от интервалов времени между соседними сигналами [9], шума целый ряд известных спектрометрических формирователей с $CF \approx 1$ и, тем самым, уменьшить вносимое ими мертвое время. Более того, стала вполне реальной перспектива создания адаптивного формирователя, где время обработки каждого спектрометрического импульса зависит от того, как близко от него расположен во времени последующий сигнал, который при обычном алгоритме был бы режектирован. Пример структуры устройства «бесшумового» изменения формы спектрометрических импульсов, называемого нами следящим компенсатором (Tracking Compensator - TC), приведена на рис. 7. В данном примере показана структура устройства «бесшумового» укорачивания спектрометрических импульсов на выходе обычного CR-дифференциатора. В исходном состоянии электронные ключи SW+ и SW- разомкнуты и тем самым выходы генераторов токов CG+ и CGI- изолированы от выхода CR-дифференциатора и входа компаратора. Строблируемый компаратор с нулевым порогом срабатывания должен определять факт отклонения процесса на своем входе от нулевого значения и управляет направлением протекания

* Игнатъев О.В. Способ увеличения быстродействия спектрометров ионизирующих излучений с ионизационными камерами, полупроводниковыми детекторами и детекторами на основе оптически сочлененных сцинтилляторов и фотодиодов. Заявка на изобретение, находится в стадии первичной экспертизы.

компенсирующего тока через замыкание соответствующего электронного ключа (Sw- или Sw+). Контроллер разряда управляет стробируемым компаратором и, по определенному закону, величинами токов генераторов CG- и CG+. С появлением сигнала "СТАРТ" активизируется работа устройства укорачивания.

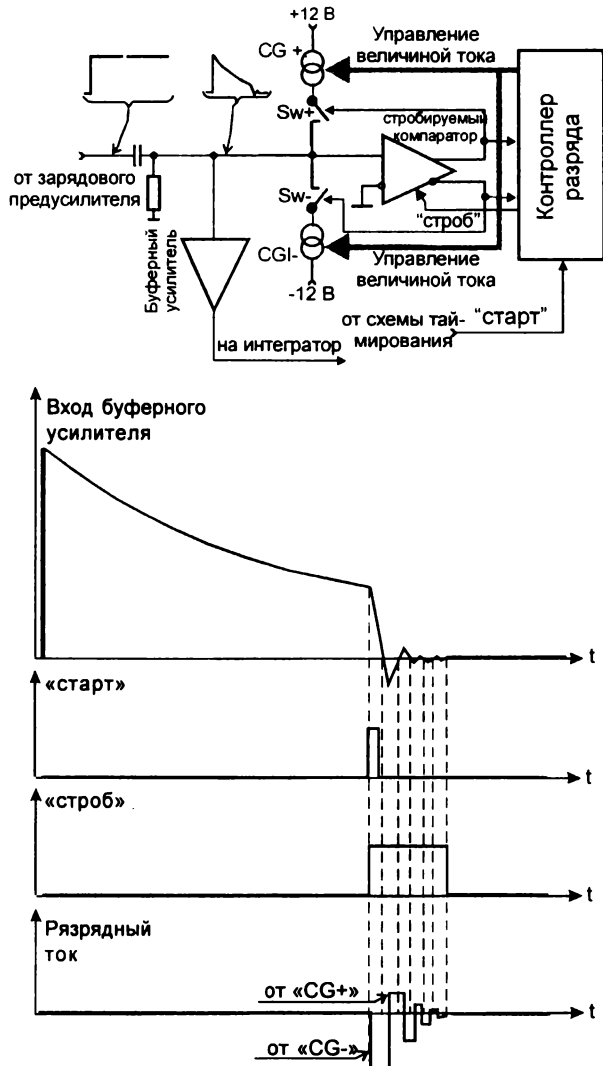


Рис.7. Одна из возможных структур устройства "бесшумового" укорачивания спектрометрических импульсов на выходе CR-дифференциатора. Электронные ключи SW- и SW+ нормально-разомкнутые. Буфер

Временные диаграммы на рис. 7 иллюстрируют процесс разряда дифференцирующей емкости. Заметим, что в силу инерционности устройства и из-за наличия шумов невозможно достичь полного разряда емкости за один такт. После достижения процессом на входе компаратора нулевого значения размыкание соответствующего электронного ключа происходит с некоторой задержкой T_{sd} . В первом приближении величина перерегулирования V_{oc} связана с задержкой распространения сигнала по цепи регулирования T_{sd} , величинами разрядного тока I_{dc} и емкости

дифференциатора $C_{диф}$ простым соотношением:

$$V_{oc} = (I_{dc} \cdot T_{sd}) / C_{диф}. \quad (5)$$

Отсюда следует, что скорость и точность разряда противоречат друг другу и для снятия этого противоречия в процессе разряда токи должны уменьшаться по модулю. Минимальная величина тока должна быть такой, чтобы создаваемое им за длительность шумовых импульсов напряжение на $C_{диф}$ составляло незначительную часть амплитуд последних. Величина T_{sd} должна быть существенно меньше, чем средняя длительность шумовых импульсов. Время, в течение которого модуль I_{dc} имеет минимальное значение, должно в несколько раз превышать среднюю длительность шумовых импульсов. Эти **три условия гарантируют отсутствие цифрового шума**. Совершенно очевидно, что во время разряда передаточная функция CR-дифференциатора при этом остается для **шумовых сигналов** такой же, как до начала процесса укорачивания и после его окончания.

На рис. 8 представлено сравнение двух спектрометрических формирователей, имеющих одинаковые импульсные характеристики и весовые функции **для одиночных сигналов**, но, тем не менее, существенно различающиеся по быстродействию. Первый из них характеризуется нестационарной весовой функцией, зависящей от интервала времени между окончанием предыдущего срабатывания электронного ключа и началом анализируемого спектрометрического импульса. Второй, использующий описанное выше устройство укорачивания, свободен от этого недостатка. Подробный анализ обоих типов формирователей выполнен в работе [10]. Данные табл. 1 и 2 показывают, что для одиночных сигналов, параметры фильтрации шума обоих формирователей соответствуют лучшим из известных (CF и $CF_{1,p}$). Резкие отличия возникают с ростом статистической загрузки. При том, что длительности сигналов в обоих случаях равны, такой параметр быстродействия, как T_D , определяющий быстродействие "по выходу" (см. формулу 2), сильно отличается из-за необходимости в формирователе первого типа вслед за каждым спектрометрическим импульсом вводить "защитный" временной интервал T_{pr} для снижения влияния нестационарного шума. Разумный оптимум величины T_{pr} показан штриховкой в табл. 1.

Спектрометр со следящим компенсатором (ТС) в формирователе импульсов оказывается даже более быстродействующим, чем с общепризнанным "треугольным" формирователем (его принято называть "Triangle") (см. табл. 2).

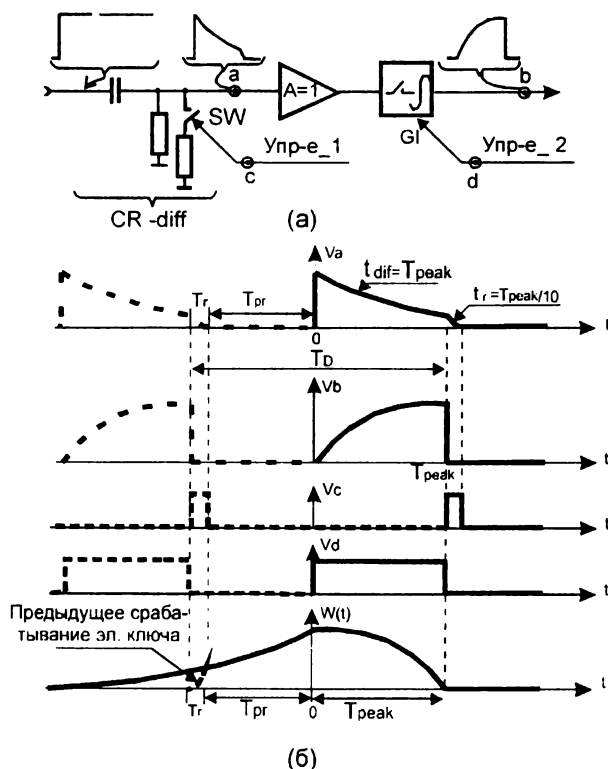
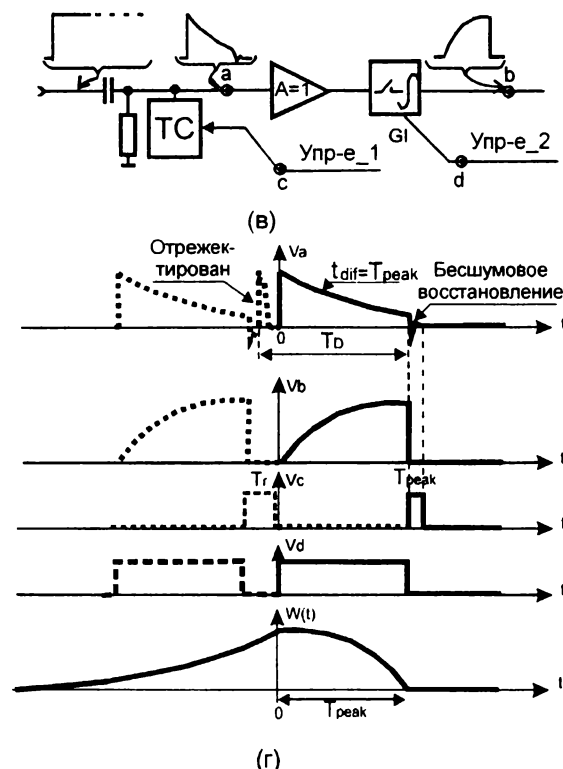
Формирователь $[(CR+SW)_{dif}+GI]$ -типаФормирователь $[(CR+TC)_{dif}+GI]$ -типа

Рис.8. О пользе "бесшумового" укорачивания спектрометрических импульсов. Сравнение двух формирователей с идентичными весовыми функциями $W(t)$ для одиночных импульсов

Таблица 1

Зависимость параметров спектрометра с PSh типа $[(CR + SW)_{dif} + GI]$ от величины "защитного" интервала T_{pr} при $T_{peak} = \tau_{dif} \cdot \tau_r = (1/6,9) T_{peak}$; $T_r = 6,9 \tau_r = T_{peak}$

Наименование параметра	$T_{pr} = \infty$ (одиночный импульс)	$T_{pr} = 2 T_{peak}$	$T_{pr} = 1 T_{peak}$	$T_{pr} = 0$
CF	1,098	1,171	1,464	2,245
T_{peak_opt}	$1,31 \tau_c$	$1,488 \tau_c$	$2,316 \tau_c$	$5,272 \tau_c$
A	1	1,004	1,080	1,462
$CF_{msm} = CF \cdot A$	1,098	1,176	1,581	3,281
T_D	$7,9 T_{peak} = 10,35 \tau_c$	$5 T_{peak} = 6,55 \tau_c$	$4 T_{peak} = 5,24 \tau_c$	$3 T_{peak} = 3,93 \tau_c$
CF_{1f}	1,149	1,165	1,219	1,252

Примечание: $[(CR + SW)_{dif} + GI]$ - формирователь на основе простейшего CR-дифференциатора с шунтирующим электронным ключом (SW) и стробируемого "идеального" интегратора (GI); τ_{dif} - постоянная времени CR-дифференциатора; τ_r - постоянная времени CR - дифференциатора при замкнутом электронном ключе SW; T_r - время разряда емкости дифференциатора; τ_c - постоянная времени CR-дифференциатора, превращающего шум детектора в "белый"; T_{peak_opt} - оптимизированное значение времени достижения максимума сигналов.

Преимущество в быстродействии еще более наглядно, когда в регистрируемом спектре присутствуют высокоэнергетичные кванты и возможна амплитудная перегрузка спектрометра. Благодаря следящему компенсатору резко снижается мертвое время, обусловленное такими событиями. Испытания практической реализации спектрометра с подобным формирователем свидетельствуют об этом.

Дополнительное преимущество $[(CR + TC) + GI]$ - формирователя перед традиционным "треугольным" - лучшая фильтрация $1/f$ -шума (см. 4-й

столбец табл. 2), который нередко преобладает над другими источниками шума в рентгеновских спектрометрах.

Весьма перспективно применение принципа "бесшумового" изменения формы спектрометрических импульсов для создания адаптивных формирователей спектрометрических импульсов [10, 11]. Благодаря развитию в последние годы элементной базы аналоговой электроники это стало предметом ближайших разработок. Структура такого формирователя показана на рис. 9, где также приведены формы спектрометрических импульсов V_n .

(t) и весовых функций $W(t)$ для ряда характерных ситуаций. Первая из них – одиночный спектрометрический импульс (диаграмма “б”). Если обычно в весовой функции и форме спектрометрического импульса есть совпадающие по форме фрагменты, то этот формирователь является исключением из общего правила. Плоская вершина $V_o(t)$ получается благодаря следящему компенсатору TC2, “отсле-

живающему” на C_{int} “ступенчатую” форму сигнала с выхода изодромного интегратора на A1. На шумовые импульсы TC2 не реагирует.

Диаграмма “в” показывает что происходит, если вслед за анализируемым импульсом, возникшим в момент $t = 0$, появляется следующий, с той же амплитудой. Факт появления следующего сигнала должен быть идентифицирован за

Таблица 2

Сравнительные характеристики спектрометров с формирователями типов $[(CR + TC)_{diff} + GI]$ и “Triangle”

Тип формирователя	T_{peak_opt}	CF	CF_{1f}	T_D
$[(CR+TC)+GI]$	$1,311\tau_c$	1,098	1,149	$2T_{peak} = 2,622\tau_c$ $(2T_{peak} = 2,622\tau_c)$
“Triangle”	$1,73\tau_c$	1,075	1,178	$2T_{peak} = 3,46\tau_c$ $(3T_{peak} = 5,19\tau_c)$

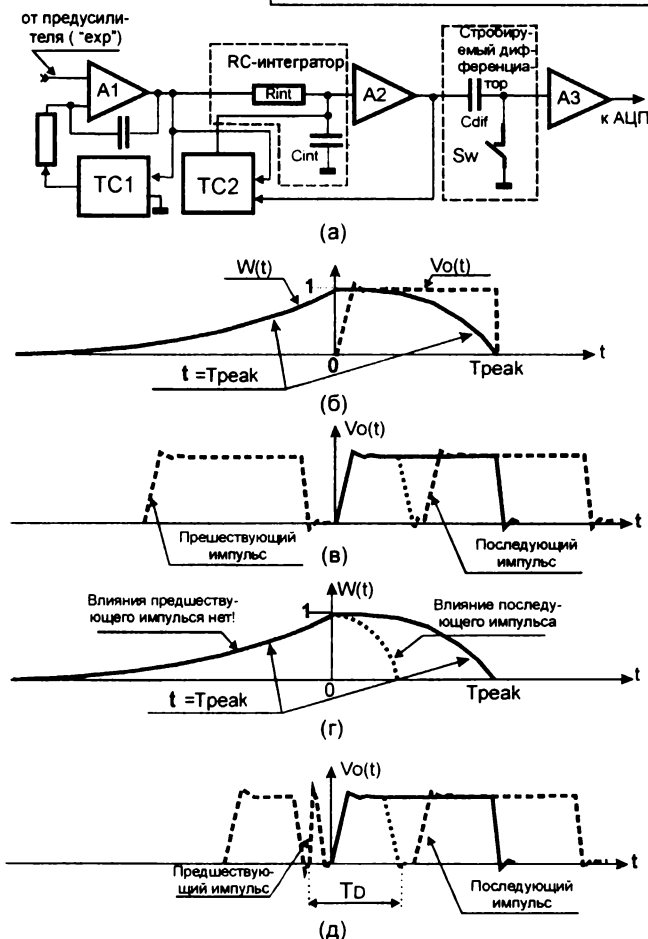


Рис.9. Структура адаптивного аналогового формирователя спектрометрических импульсов и его свойства

время большее, чем время укорачивания сигнала (это легко реализуется с помощью аналоговой линии задержки, вводимой в спектрометрический тракт, здесь она не показана). В этом случае ADC закодирует амплитуды обоих импульсов. Отличие будет состоять в том, что из-за меньшего времени формирования первого из них, он бу-

дет содержать большую шумовую составляющую. Этот факт отражается в изменении $W(t)$, показанном на диаграмме “г”. Из нее видно, что если допустить чрезмерно близкое расположение кодируемых сигналов, то первый из них будет искажен значительным высокочастотным шумом. Выполненные расчёты свидетельствуют о целесообразности регистрации лишь тех сигналов, чья длительность не менее $1/4$ от номинальной, оптимизированной в отношении шумов.

Диаграмма “д” позволяет выяснить, что минимальное мертвое время, связанное с обработкой одного спектрометрического импульса равно для адаптивного формирователя этого вида $(T_{peak}/4 + T_r)$, где T_r – время восстановления (перезарядка время-задающих ёмкостей) формирователя. В хорошо спроектированном формирователе, при соответствующей элементной базе, T_r не превышает величины $T_{peak}/5$. Таким образом, согласно формуле (4), с подобным формирователем скорость набора спектра может быть увеличена более, чем в 4 раза! Ничего подобного в сфере “цифровых” спектрометров пока не наблюдается.

Основные выводы

Все вышеизложенное позволяет сформулировать следующие выводы.

1. Главные достоинства “цифровых” спектрометров, на которых настаивают их производители (почти плавное изменение временного масштаба формирования, изменение формы весовой функции, высокая стабильность параметров во времени и воспроизводимость условий измерения) на поверку оказываются несущественными в большинстве применений спектрометров, а ста-

бильность и воспроизводимость вообще ничем не лучше, чем в аналоговых. Единственный случай, где свойства цифровых спектрометров действительно востребованы, это установки по исследованию и разбраковке полупроводниковых, особенно большеобъемных германиевых, детекторов.

2. Энергетическое разрешение спектрометров с цифровым процессором детекторных импульсов может быть лучше в диапазоне жесткого g -излучения, где в силу особенностей применяемых $HrGe$ – детекторов (баллистический дефицит, трэппинг-эффект) бывает крайне важно правильно выбрать форму $W(t)$. В X -спектрометрах такой необходимости не возникает. Более того, из-за дискретности выборок процесса для оцифровывания, случается так, что достигаемая разрешающая способность спектрометров с аналоговым процессором оказывается выше.

3. Быстродействие “по входу” спектрометров, в которых применяется время-вариантное формирование импульсов, оказывается выше, чем в цифровом варианте. Появление же техники “noise free

clipping”, о которой здесь говорилось, еще более увеличивает разрыв в параметрах быстродействия.

4. Обе техники обработки спектрометрических сигналов развиваются, развивается и их элементная база, и, как отмечалось выше, оптимальный вариант спектрометра будет содержать обе составляющих (аналоговую и цифровую). При этом удельный вес каждой из них будет диктоваться кругом задач, на решение которых будет направлен спектрометр. В портативных приборах будет применяться, в основном, аналоговая техника из-за меньшего энергопотребления, а в т.н. “исследовательских” задачах (работа с большим количеством большеобъемных детекторов) – цифровая. В задачах типа нейтронно-активационного анализа на быстрых нейтронах, где малы периоды полураспада продуктов, а также в работах по диагностике “горячей” плазмы, где интенсивность излучения чрезвычайно велика и изменчива во времени, безальтернативными в ближайшее время будут аналоговые адаптивные спектрометрические системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Pulia A. Quasi-optimum g and x spectroscopy based on real-time digital techniques / A.Pulia, A.Geraci, G.Ripomonti // Nucl. Instrum. & Meth. 2000. V. A439. P. 378 - 384.
2. Вольдсет Р. Прикладная спектрометрия рентгеновского излучения. М.: Атомиздат, 1977. 192 с.
3. Акимов Ю.К. Полупроводниковые детекторы в экспериментальной физике / Ю.К.Акимов, О.В.Игнатьев, А.И.Калинин, В.Ф.Кушнирук. М.: Энергоатомиздат, 1989. 344 с.
4. Goulding F.S. Design philosophy for high-resolution and throughput spectroscopy systems/ F.S.Goulding, D.A.Landis // IEEE Trans. on Nucl. Sci. 1983. V. 30, №1. P. 301-310.
1. Ignatyev O.V. A system of modules for semiconductor detector SR-spectrometers / O.V.Ignatyev, A.I.Kosse, A.V.Lyisenko Yu.A.Shevchenko, N.F.Shkola // Nucl. Instrum. and Meth. 1987. V. A261. P. 103-106.
2. Westphal G.P. Real-Time Correction of Losses in Nuclear Pulse Spectroscopy // J. of Radioanalytical Chemistry, v. 70, № 1-2 (1982) pp. 387-410.

Pomme S. On the statistical control of “loss-free counting” and “zero dead time” spectrometry 1. // Jornal of Radioanalytical and Nuclear Chemistry, v. 257, № 3 (2003), pp. 463-466.

1. Twomey T.R. High-Count-Rate Spectroscopy with Ge Detectors: Quantitative Evaluation of the Performance of High-Rate Systems / T.R.Twomey, R.M.Keyser, M.L.Simpson, S.F.Wagner // Radioactivity & Radiochemistry, v.2, №3 (1991) p. 28-48.

1. Kandiah K. A Pulse Processor for X-Ray Spectrometry with Si(Li)-Detectors / K.Kandiah, A.Stirling, G.White // IEEE Trans. on Nucl. Sci., 1975, v.NS-22, №5, p. 2058-2065.

2. Ignatyev O.V. Comparative Study of Perspective Time-variant Spectroscopy Shapers / O.V.Ignatyev, A.D.Pulin / Труды 1-го Всероссийского симпозиума по твердотельным детекторам. Екатеринбург, УГТУ, 1997, с.175-182.

11. Патент RU 2092872 C1 / Процессор спектрометрических импульсов // Игнатьев О.В., Пулин А.Д., Дудин С.В. Заявлено 09.11.95. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений 10.10.97.

* * * * *

COMPARISON OF PROPERTIES OF «ANALOGUE» AND «DIGITAL» X-RAY SPECTROMETERS WITH THE SEMICONDUCTOR DETECTOR

O.V.Ignatyev

The comparative analysis of “classic” spectrometers of a X-rays and spectrometers with a continuous numeral signal processing is fulfilled. It’s rotined that in a series of a cases the spectrometers with an analogue signal processing of the detector have essentially major speed. The new method of magnification of speed of analogue processors of spectrometric pulses is circumscribed by the designed writer.

Keywords: signal-to-noise ratio, pulse shaper, tracking compensator, CUSP-shape